タイム・ストレッチト・パルス

TSPの応用（その7）

――インパルス入力でひずみやすい出力トランス

魚田　隆，慧

前回の40 cmウーファはハコに入れる時間が取れず進展がありませんので，今回は少し道草して，TSPではこんなこともできる，または，できそうでできない，というお話をします．

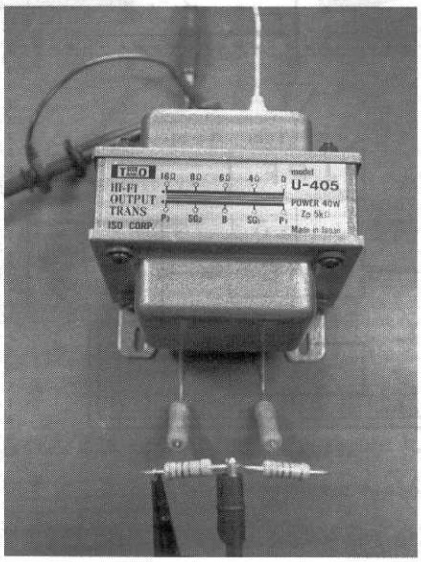
まずはスピーカのインピーダンスZを，位相も含めて測定します．つぎに，出力変成器（以下単にOPT）の伝送f特性と，意外と見落とされてきたバースト・サイン波での出力制限の問題について言及します．

スピーカのインピーダンス特性の測定

(1)　従来の手法

いままで本誌で記載されるインピーダンス特性は，絶対値だけで位相データは抜けていることが多いようです．これは測定手法に問題があり，直列抵抗で検出した電流分と印加電圧を，おのおの独立に測ってから比を求めるからです（第1図）．

要するにその両者の時間関係（＝位相情報）を見ていないのです．スポット・サイン波であっても，電流比例電圧と印加電圧を2 ch同時に取り込む（FFTアナライザなど）ならば相互の位相情報も測定できますので，読者のみなさんもお手持ちのPCにサウンド・カード追加するとかの方法で，位相測定に挑戦して欲しいものです．



(2)　TSP手法

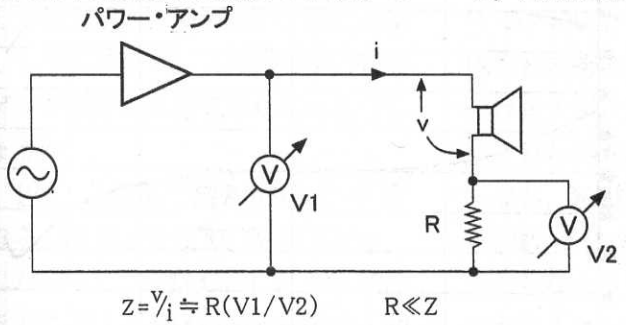
TSPは測定信号の違いであって，信号源を別にすると，測定系のハードはスポット・サイン波などの従来手法と何も変わりありません．事実，私は同じハードを使ってスポット・サイン波での測定もやっています（'06年3月号拙稿の測定例）．

測定ブロック図を再掲しておきますが，電流比例電圧をスピーカの伝達関数測定では基準側（分母）に入力し，印加電圧をマイク検出側（分子）に入力します（第2図）．

第1回の解説で，オリジナル文献では時間軸を逆にした逆関数を畳み込みインパルス応答を求めるところを，私の手法ではマイク検出のf特を基準f特で複素割算する，と申し上げました．それに合わせて測定ハードも2 ch分回路を装備していますので，要は割算の分子分母をまちがえなければ，伝達関数測定もインピーダンス測定も，同じ試験ソフトを流用・実施できるのです．

ただしTSPは，低域端から高域端までの成分を均等に含んでいるので，本来測定は速いのですが，f_0では定格インピーダンスの10倍以上に大きくなり，電流値はそのぶん小さくなるので，SN比を稼ぐため帯域を必要最小限に制限し，さらに平均化処理（4回で6 dB改善）を行いました（第3図）．それでも，20 Hzからのスイープ信号より何倍も早いはずです．

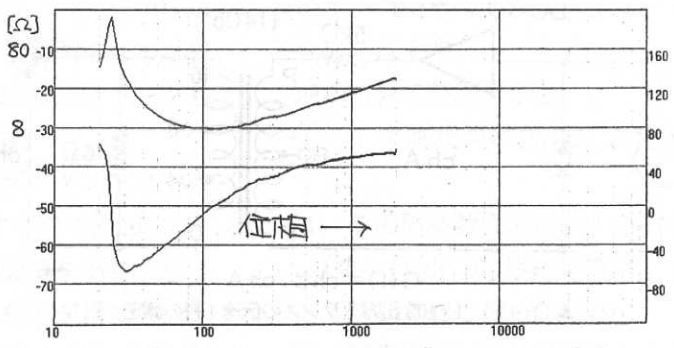
繰り返しになりますが，フォステクスW 400 A-HRウーファの測定データを見ると，約25 Hzに低域共振があり，位相がL性からC性へ急変し，その途中で位相ゼロとなるのが共振点です．それからゆっくり



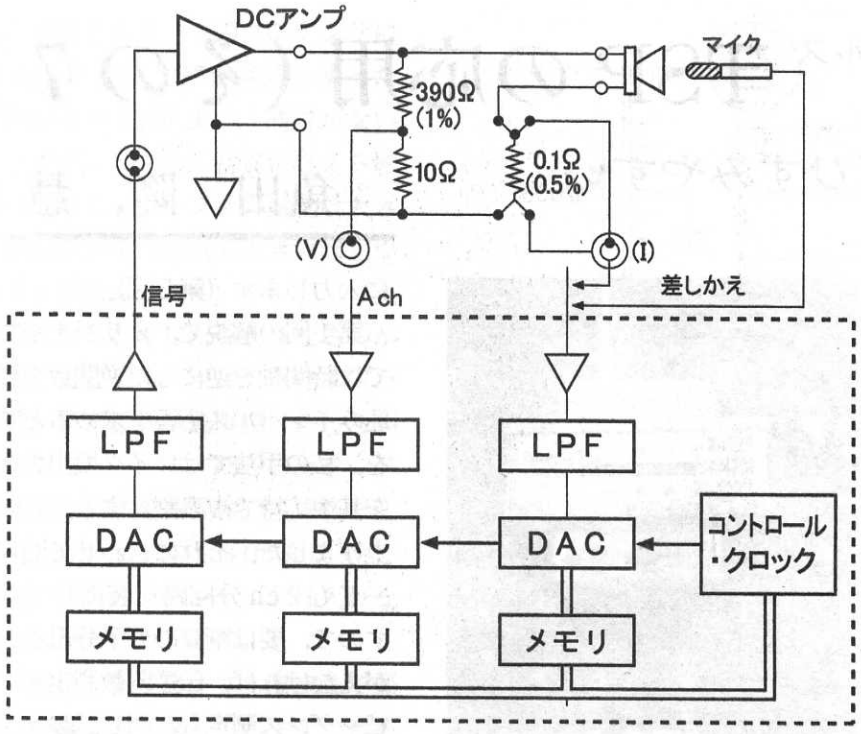
$Z = V/i \fallingdotseq R(V1/V2)$　　$R \ll Z$

V1、V2は平均値（または実効値）指示交流電圧計

〈第1図〉従来のスピーカ・インピーダンス測定法



〈第3図〉フォステクスW 400 A-HRのインピーダンス特性



〈第2図〉TSPを使ったときのインピーダンス測定のブロック図

L性へ戻り，その途中で120 Hzあたりが最低値になります．

OPTの伝達関数

つぎはOPTを測定してみましょう．ISO製U 405を俎上にあげますが，入手の容易性からで，他意はありません．

まず，1次側に5 kΩ直列挿入して駆動し，2次側を16 Ωで終端し，その電圧比を測定しました．**第4図**が測定ブロック図，結果が**第5図**で，中域のフラットネスと高低両端のなだらかな減衰はさすが現代のトランス，見事ですね．

ただし実際に管球アンプに組み込むとなると，もっと高域の1 MHzまで，少なくとも−60 dB減衰までは測るべきと思いますが，試験ソフトが100 kHzまでしか対応していないので，今回は見送りました．

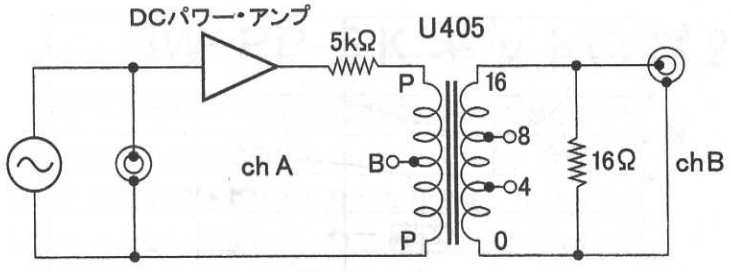
ところで，コア入りトランスのような非直線性の強いデバイスでは，測定電圧レベルで大きく違いが出ることがありますので，メーカー発表データでは測定電圧が明記されています．つまりB-H曲線に代表されるように，初透磁率は小さく次第に大きくなり，やがて極大値を示したあと磁気飽和に接近して小さくなってゆきます．したがって実効透磁率（∝L）は測定電圧で大きく異なり，特定電圧で測ったL値をもって集中定数扱いするのはまちがいのもとで，L値は変動するという理解が重要です．

TSP信号では，スペクトル1本ずつは同等レベルなのですが，拡がり係数の取りかたによって集中する時間帯があり，そこでは励磁振幅が大きくなるので，磁気飽和に留意しないと測定データがブレます．10〜80 kHz帯域までを継続時間の75%に拡がるよう係数を決めたのが**第6図A**です．

しかし，アナログ信号では信号発生器出力にLPFが挿入されていてハイ落ちの信号となりますので，**第6図B**のような概観です．始めの大振幅あたりが約14 Vppで，時間とともに下がっています．

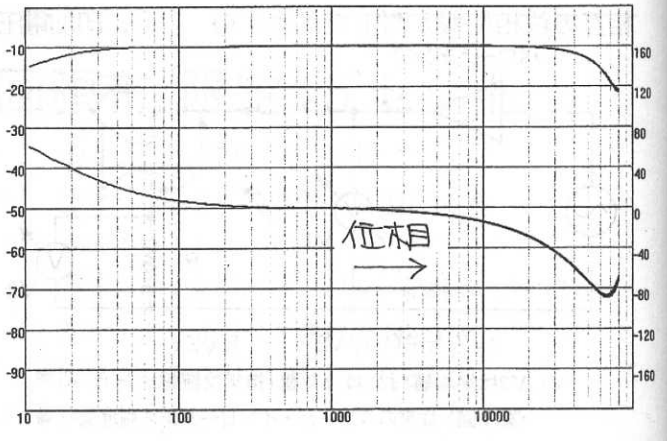
すなわち，スポット・サイン波での試験は測定電圧を取り決めればよかったものが，TSPでは結果に影響するパラメータが多すぎて（測定電圧さえどの部分で定めるべきか不詳．ただし，もっと広帯域なら見かけ上は**第6図A**のように一定に近い），第三者による試験でデータの再現性が要求されるときは扱いにくいといわねばなりません．

社内の生産ラインでの特性均一性の評価なら，測定の速さから十分に使える（位相も管理できる）とは思いますが，残念ながらTSP手法でのOPTのf特測定は不適のようです．f特の大部分がフラット，かつ両端が緩やかな減衰特性なら，スポッ

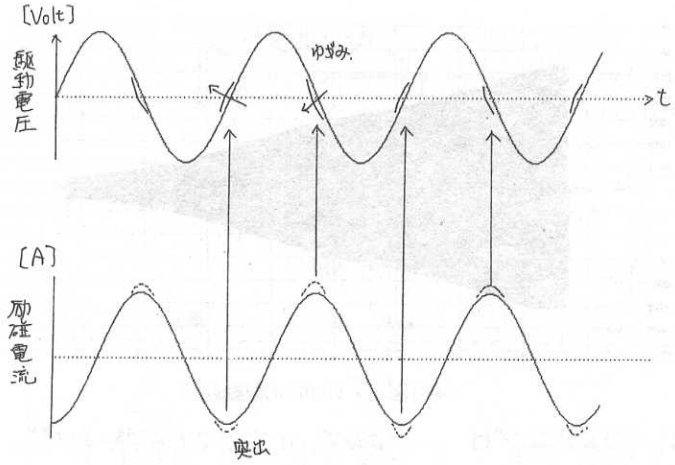


$G(f) = chB / chA$

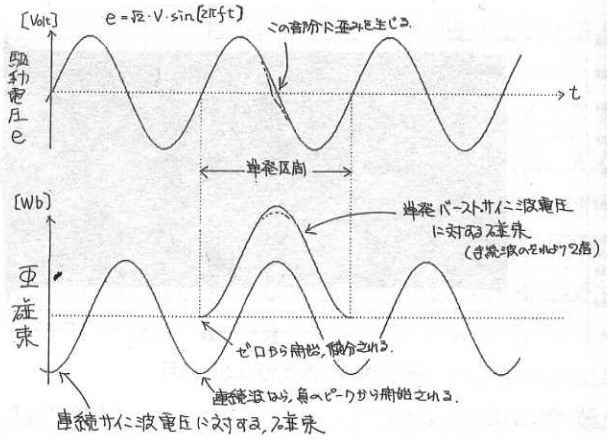
▲〈第4図〉U-405出力トランスの伝達f特の測定



〈第5図〉U-405の伝達特性▶



〈第7図〉磁束が飽和レベルに近づくと励磁電流の山が突出，そのぶん電圧降で右効電圧がひずむ



〈第8図〉トランスの駆動電圧と磁束の関係

限，飽和磁束密度×コア断面積があり，

④ これに接近すると，励磁電流が急激に増大する．正弦波電流の突端がさらに突出する．

⑤ この励磁電流波形があまりに大きくなると，[駆動側内部抵抗＋1次巻線抵抗] との積で生じる電圧降下を差し引いた有効電圧（∝磁束）に奇数次ひずみを発生する．ここは正弦波電圧のピーク部が潰れるのではないからカン違いされないように．位相が90度遅れています（**第7図**）．

⑥ 連続正弦波では，直前の半サイクル電圧を積分した結果の磁束が正（または負）のピーク値に達し，つぎの半サイクル終了後には負（または正）のピーク値に達する．これが交互に繰り返される．

⑦ バースト・サイン波では，（反対側のピーク値からでなく）磁束ゼロから印加電圧を積分してゆくので，⑥に較べ半分の電圧で同じ磁束に達してしまう！（**第8図**）．

連続サイン波の積分とバースト・サイン波の積分がピーク値で2倍違うことからくる重大な制約が無視されてきたように思いますが，いかがでしょうか？

実は，この問題は電源トランスでは顕著に現われるのでよく知られていて，電源SWの投入タイミングが電源サイクルの位相ゼロ（または180度）であると，磁束が飽和し，無負荷でもラッシュ・カレントが大きくなります．電源トランスにとっては90度（または270度）でのSWオンが都合がよいのですが，SW投入タイミングは不定なので，対処できる設計が必要です．

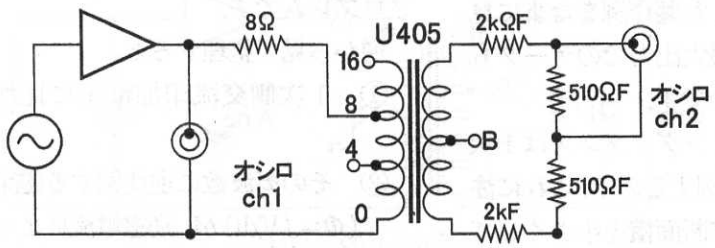
(2) 直接バースト・サイン波

高電圧のパワー・アンプ（$\sqrt{5\,k\Omega \cdot 20\,W} = 316\,V_{rms}$!）が手もとにないので，1次：2次を逆にして，8Ω側をパワー・アンプで駆動しました．巻線抵抗による誤差が若干出ますが，コアの磁気飽和を見る目的なので，よしとします．**第9図**がその測定ブロック図で，以降オシロ波形のch 1は8Ω側，ch 2は5kΩ側（510/5000のATT付）です．

まず，約20 Hz 4波（＋2波は消磁用でおのおの半サイクルずつ，30，10，3，0%まで減磁する）のバースト波を印加し，波形を取り込んだのが**第10図A**です．図からわかるように，±22 V（5kΩ換算出力4.6 W相当）で，最初の半サイクルの終わりで磁気飽和に達し，後半サイクルに移行する部分に明確なひずみが生じています．定格仕様の40 Hz/40 Wから算出した2.5 Wより大きいのは，メーカー仕様が3次ひずみ率で厳密に規定しているか，余裕をもたせているのでしょう．

さらに，駆動パワー・アンプが厳密にはDCまでフラットなアンプでないので，最初の1サイクルは正しいDCレベルを再現していない（最初の前半サイクルは小さめ，後半サイクルは大きめになる）のも，この一因と思われます．

ひずみの様子を見やすくするために，ムリに大振幅（約8.7 W）駆動したのが**第10図B**で，このような波形に至る理由は先の**第7，8図**を参



〈第9図〉U-405の磁気飽和の実験回路

2次側は数百Vrmsになるので、中点からバランスするよう終端抵抗は等分割すること。
（もっとも、fが低いのでそこまでは不要？）

照してください.

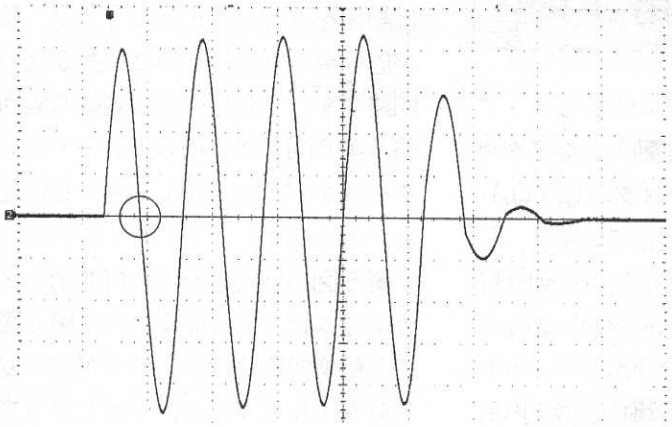
これに対し，連続波(の代用として2サイクルかけて成長させた比較波形……これがなぜ連続波の代用になるか考えてみてください）の±36 V（同12.5 W)で，先の±22 V の場合とほぼ同じひずみが出ています（**第10図C.** 判定しにくいようでしたら，紙面を斜め方向から見てください．サイン波がゼロ・クロスするあたりの曲がり具合にひずみが認められます)．

このデータから，U 405は連続10 Hzでは10 Wはおろか，5 Wさえも出力できるとは私には到底考えられません．矛盾する製作記事は何なのでしょう？

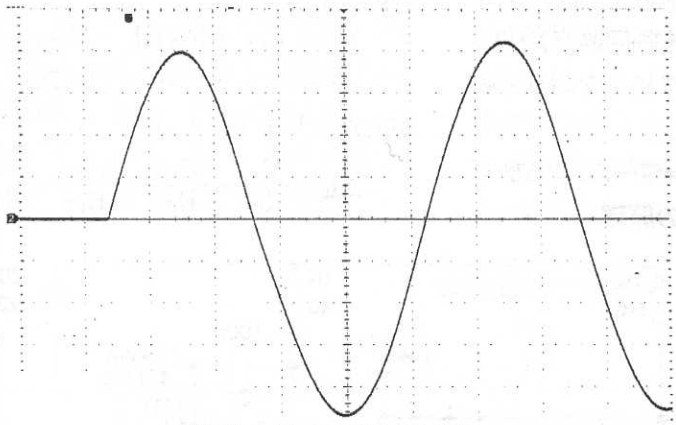
双方とも，本来なら波形で比較するのでなく，ひずみ率○○%で規定した電力で比較するべきでしょうが，(連続波の方はともかく)バースト波は最初の半サイクルの後ろ，位相でいえば180±何度といった範囲（**第10図A**の丸印内）に生じるひずみなので，従来手法（アナログ発振器とフィルタ式歪率計）では検出できません．きっとこのあたりに，バースト波でのひずみが無視され，または気づかないで来た理由があるのでしょう．ほんとうに無視してよいかは，先にも述べたように，楽音信号との兼ね合いによります．

なお，飽和しない小振幅ではインパルス応答から算出したバースト・サイン波と一致すると思いますが，確認はしていません．

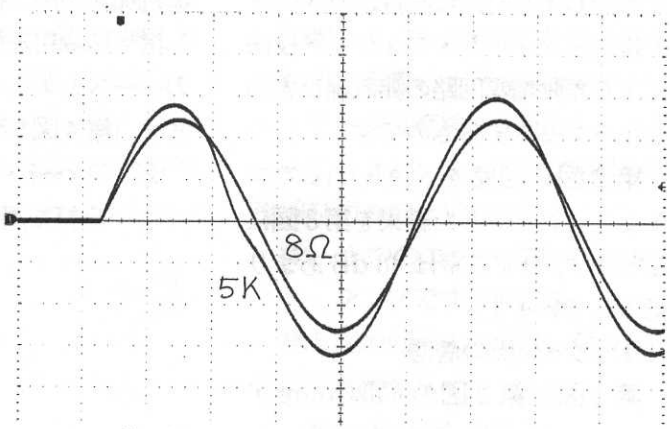
(注1） 低域の磁気飽和を避けるもうひとつの手があります．銅損が倍増する代償を払うなら，設計インピーダンスの半分で使う（16 Ω端子に8 ΩSPを接続する．もちろん1次側Zも2.5 Kと半分になり，これが出力管に適合するかどうかは別問題です．あくまで磁気飽和の観点からの話）と，定格の約7割の周波数まで使えるでしょう．



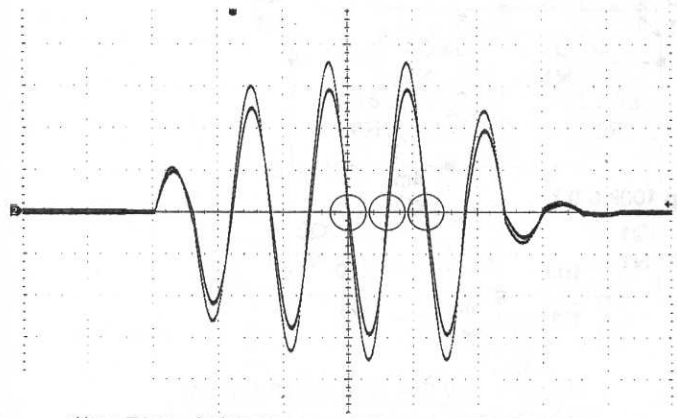
〈第10図A〉
20 Hz 4波のバースト波を加えたときの出力波形



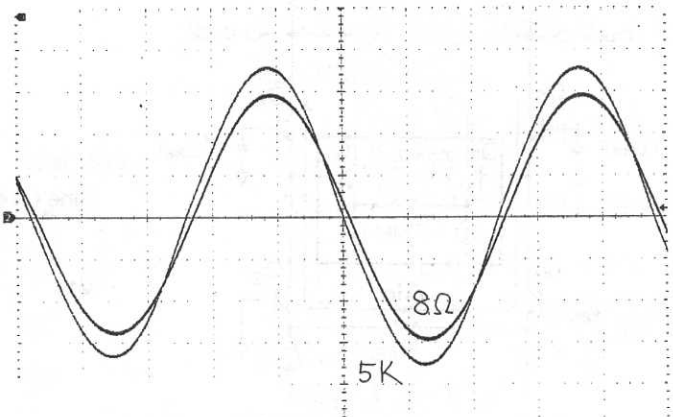
〈第10図A'〉上の波形の拡大図



〈第10図B〉±30 V（約8.7 W）を入力したとき



〈第10図C〉成長させたバースト波±36 Vを加えたとき



〈第10図C'〉左図の○部を拡大したもの